

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织  
国际局



(43) 国际公布日:

2002年3月14日(14.03.02)

PCT

(10) 国际公布号:

WO 02/21712 A1

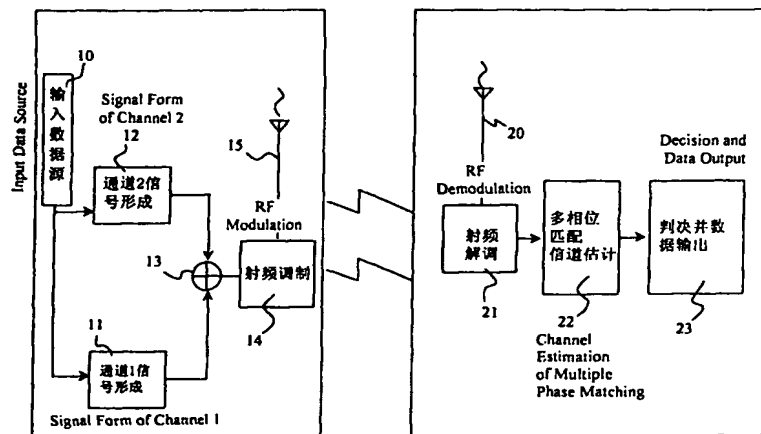
- (51) 国际分类号<sup>7</sup>: H04B 1/707
- (21) 国际申请号: PCT/CN00/00262
- (22) 国际申请日: 2000年9月5日(05.09.00)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (71) 申请人(对除美国以外的所有指定国): 连宇通信有限公司(LINKAIR COMMUNICATIONS, INC.)  
[US/US]; 美国加州圣荷西市辛格路 2890 号 203 室,  
California 95134 (US).
- (72) 发明人;及
- (75) 发明人/申请人(仅对美国): 李永会(LI, Yonghui)  
[CN/CN]; 中国北京市西直门北大街甲 43 号金运大厦  
B 座 908 室, Beijing 100044 (CN)。李道本(LI,  
Daoben) [CN/CN]; 中国北京市西直门大街甲 43 号金  
运大厦 B 座 908 室, Beijing 100044 (CN)。
- (74) 代理人: 北京三友专利代理有限公司(BEIJING  
SANYOU PATENT AGENCY CO., LTD.); 中国北京  
市北三环中路40号, Beijing 100088 (CN)。

- (81) 指定国(国家): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW
- (84) 指定国(地区): ARIPO 专利(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), 欧亚专利(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲专利(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI 专利(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)

本国际公布:  
— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码和其它缩写符号, 请参考刊登在每期 PCT 公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

- (54) Title: A METHOD OF CHANNEL ESTIMATION AND A SYSTEM FOR IMPLEMENTING THE METHOD
- (54) 发明名称: 一种信道估计的方法及实现该方法的系统



(57) Abstract: The present invention has disclosed a method of channel estimation used in high rate data transmission and high speed mobile environment as well as a system for implementing the method. The method comprise: data source inputted from sending terminal is spreaded spectrum by a pair of spread spectrum code groups which are orthogonal to each other so as to form two branch of signals which are transmitted by two channels, being sent after combination; at the receiving terminal, the received signals are separated into two channels by using the same pair of orthogonal spread spectrum code groups, and make channel estimation of the multiple phase matching in the way of multiple phase diversity through the two channels this can improve the accuracy of the system while not increasing the complexity of the system.

[见续页]



## (57) 摘要

本发明公开了一种应用于高数据速率传输和高速移动环境的信道估计方法及实现该方法的系统。该方法包括将发送端输入的数据源由一对互相正交的扩频码组进行扩频，形成双通道传输的两路信号，经合并后发送；在接收端再利用本地产生的同样的正交扩频码组对将所接收的信号分离成两个通道，并以多重相位分集的方式通过该双通道信号进行多相位匹配的信道估计。可以很大程度地提高系统的精度而不增加系统的复杂度。

## 一种信道估计的方法及实现该方法的系统

### 技术领域

本发明涉及无线扩频通信与数字移动通信技术领域，特别涉及一种用于高数据速率传输和高速移动环境下的信道估计的方法及实现该方法的信号发送与接收系统。

### 发明背景

在现代高速移动通信中，出于对高数据速率的要求，使得对高维状态相移键控 PSK (Phase Shift Keying) 调制体制的研究逐渐成为无线通信中的核心内容之一。但多径与较大的多谱勒频移一直是限制多电平、多相位的调制方式在高速移动环境下应用的主要瓶颈。在高速移动环境中，影响 PSK 系统性能的主要因素是快衰落对 PSK 系统幅度和相位的影响。尤其是在深衰落环境中，幅度深衰落将严重的恶化系统的性能。为克服衰落信道的这些影响，必须进行有效的信道估计。特别是在第三代移动通信系统中，要求移动台适应高数据速率传输的要求，并要承受大约 500Hz 多谱勒频移的深衰落环境，对此，现有技术中已经存在若干种解决方案。例如，美国高通公司 (Qualcomm) 在第三代移动通信标准 IS-2000 中提出的主要解决方案是采用连续的导频信道估计，欧洲的 Nokia、Errisson 在 WCDMA 中提出的则是采用连续导频信道和专用导频信道的联合估计 (Qualcomm 连续导频的具体方案可参阅 Physical Layer Standard for ANSI/TIA/EIA\_95\_B; WCDMA 中的联合导频信道估计方案可参阅 3GPPTS25.211)。

连续导频只用于 CDMA 通信系统由基站向移动台的下行通信中。此时发射端用专门的一个信道来传导频信号，并和其它信道的信号一起发

射。在接收端其它信道的信号和此导频信号相关，以消除在信道传输过程中带来的相位偏移，从而使各信道解调出原始信息。连续导频可以在一定程度上消除高速移动带来的深衰落的影响，但要求导频信道和其它所有信道的信号一起发射，且要占用一个专用的信道，因而要增加发射机的发射功率，所以连续导频只用于同步 CDMA 系统的下行通信（由基站向移动台）中。专用导频是在发射端的每个信道中，每隔一定的间隔传输一个导频符号，利用导频符号估计出的信道的参数对此导频符号之后的数据符号进行信道补偿，以消除信道对传输信号的影响。从专用导频的原理中很容易看出，在高速移动环境中，由于相邻符号之间的相关性减小，所以利用导频符号的信道估计值对其后的数据符号进行的补偿显然是不准确的，所以，这种解决方案不能有效地克服深衰落对信号幅度和相位的影响，不能保证在高速移动环境下应用更高维的调制方式。

## 发明内容

15 本发明的目的在于提供一种应用于高数据速率传输和高速移动环境下的信道估计方法，以克服上述现有技术解决方案中所存在的技术问题和缺陷。

本发明的这种方法与现有技术的连续导频信道估计方法和专用导频信道估计方法相比，具有可以节约信号的发射功率，能够有效的克服深衰落对信号幅度和相位的影响，可以保证在高速移动环境下应用更高维的调制方式等优点。

20 本发明一种应用于高数据速率传输和高速移动环境的信道估计方法，包括以下步骤：将发送端输入的数据源由一对互相正交的扩频码组进行扩频，形成双通道传输的两路信号，经合并后发送；在接收端再利

用本地产生的同样的正交扩频码组对将所接收的信号分离成两个通道，并以多重相位分集的方式通过该双通道信号进行多相位匹配的信道估计。

根据本发明技术方案，所述的以多重相位分集的方式通过双通道信号进行多相位匹配信道估计包括以下步骤：

(1) 对由天线接收、经射频解调后输出的中频接收信号，利用本地产生的所述正交扩频码组对进行解扩，将信号分离成两个通道；

(2) 用两路本地产生的具有均匀相位间隔的  $2M+1$  组正交载波信号对分离出的两个通道的信号分别进行解调，其中  $M$  的取值范围为小于或等于调制维数；

(3) 对该解调后的每一个信号分别进行幅度和相位的分离；

(4) 对该幅度进行求平均运算以确定幅度，对该相位进行运算以选择使估计相差的绝对值最小的相位；

(5) 利用 (4) 中确定的幅度和相位进行最大比值合并，判决并输出数据。

这种接收方式，实际上是一种最大似然接收机。考虑到实现上的复杂度，所述的以多重相位分集的方式通过双通道信号进行多相位匹配信道估计还可以为包括以下步骤：

(1) 对由天线接收、经射频解调后输出的中频接收信号，利用本地产生的所述正交扩频码组进行解扩，将信号分离成两个通道；

(2) 用一对本地产生的零相位正交载波信号对分离出的两个通道的信号分别进行解调；

(3) 对该解调后的双通道信号分别进行幅度和相位的分离；

(4) 对该幅度进行求平均运算以确定幅度；对该相位分别乘以  $2M+1$  的具有均匀相位间隔的常数  $\cos(\beta_m)$ 、 $\sin(\beta_m)$ ， $m \in [-M, M]$ ， $M$  的取值

范围为小于或等于调制维数，并选择使  $|\sin(\varphi_1 - \varphi_2 + 2\beta_m)|$  值最小的相位为补偿相位，其中  $\varphi_1$ 、 $\varphi_2$  分别为双通道信号分离得到的相位；将该补偿相位合并补偿到任一通道输出的相位上，从而得到判决所需的相位；

5 (5) 利用 (4) 中确定的幅度和相位进行最大比值合并，判决并输出数据。

本发明一种实现上述方法的信号发送接收系统，包括信号的发送端和接收端，其中发送端包括信号输入部分、扩频调制部分、射频调制部分及天线，接收端包括天线、射频解调部分、信道估计部分及判决并输出数据部分；所述的发送端的扩频调制部分为一双通道扩频调制解调器，其将信号输入部分输出的数据源由一对互相正交的扩频码组进行扩频以形成两路传输的信号；该两路信号均送入一信号合并装置，经合并后送入天线发送；所述的接收端的信道估计部分为一多相位匹配信道估计器，其将由天线接收、经射频解调后输出的中频接收信号，再利用同样的正交扩频码组分离成两个信号通道，并通过该双通道信号进行多相位匹配的信道估计。

10  
15

上述的多相位匹配信道估计器包括双通道解扩解调装置、双通道幅度相位分离装置、运算装置及合并装置；其中由天线接收、经射频解调、本地中频解调输出的信号，经双通道解扩解调装置进行信道分离与解扩解调；经双通道幅度相位分离装置对双通道信号分别进行幅度和相位的分离；经运算装置确定幅度，并以多重相位分集的方式确定相位；在合并装置根据确定的幅度和相位进行最大比值合并。

20

本发明所提出的这种用于高数据速率传输和高速移动环境的新型信道估计方法，是通过对接收的信号进行多相位匹配（实际上是多相位选择性分集合并）的正交解调和适当的数学组合运算来获得相差等一些信道的参数，分集的种类越多，系统的性能改善越明显。系统的性能受分

25

集的次数的影响, 最终可以达到 BPSK 的性能, 因而能够有效的克服高速移动带来的深衰落对信号幅度和相位的影响, 同时应用此种方法可以保障在高速移动环境下应用 16PSK, 32PSK, 64PSK 这些更高维的调制方式。

5 本发明的信道估计方法是通过在基站和移动台采用两个独立的通道, 并在接收端采用多种相位进行匹配接收来实现信道估计, 因而可以称这种信道估计方法为多相位匹配信道估计方法, 简称 CEMPM (Channel Estimation by using Multiple Phase Matching) 方法。以下通过公式的表述并结合附图来给出 CEMPM 方法的实现过程。从推导过程中, 10 现有技术中的普通技术人员可以很容易的理解 CEMPM 方法进行信道估计的原理, 并且从最后得出的估计结果中, 可以看出 CEMPM 信道估计方法的优越性能。

### 附图简要说明

图 1 是根据本发明的方法的一个无线通信系统的基本框图。

15 图 2 是根据本发明的方法的一个优选实施方式框图。

图 3 是根据本发明的方法的另一个优选实施方式框图。

### 实施本发明的方式

参考附图 1, 发送端输入的数据源 10 经过双通道信号调制器 11、12 后, 形成的两个信号为:

$$20 \quad \begin{aligned} f_1(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_k C_1(t-kT)(I_k \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0) - Q_k \sin(\omega(t-kT) + \varphi_0)) \\ f_2(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_k C_2(t-kT)(I_k \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0) + Q_k \sin(\omega(t-kT) + \varphi_0)) \end{aligned}$$

式中,  $I_k, Q_k$  为调制信息,  $E_0$  为发送信号能量,  $\varphi_0$  为初始相位,  $C_1(t), C_2(t)$ ,  $t \in [0, T]$  是码长为 M 的一组互相正交的扩频码组。

双通道信号调制器 11、12 可以是基带调制器或中频调制器。

为便于下面的推导，现在令：

$$I_k = a_k \cos(\phi_k), Q_k = a_k \sin(\phi_k)$$

其中  $a_k, \phi_k$  分别为信号星座图中的信号点的幅度和相位。此时，则有：

$$\begin{aligned} f_1(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_1(t-kT) (\cos(\phi_k) \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0) - \sin(\phi_k) \sin(\omega(t-kT) + \varphi_0)) \\ &= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_1(t-kT) \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0 + \phi_k) \\ f_2(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_2(t-kT) (\cos(\phi_k) \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0) + \sin(\phi_k) \sin(\omega(t-kT) + \varphi_0)) \\ &= \sqrt{2E_0} \sum_k a_k C_2(t-kT) \cos(\omega(t-kT) + \varphi_0 - \phi_k) \end{aligned}$$

发送端形成的双通道信号经过加法器 13 和射频调制器 14 后，由发射天线 15 发射出去。

还参考附图 1，发射信号经过衰落信道后，由接收天线 20 接收信号，经过射频解调器 21，进入信道估计器 22，该信号为下列两式的和：

$$\begin{aligned} r_1(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_{i=1}^L \sum_k a_k C_1(t-iT_c-kT) h_{ki} \cos(\omega(t-iT_c-kT) + \varphi_0 + \phi_k + \varphi_{ki}) + n_r(t) \\ r_2(t) &= \sqrt{2E_0} \sum_{i=1}^L \sum_k a_k C_2(t-iT_c-kT) h_{ki} \cos(\omega(t-iT_c-kT) + \varphi_0 - \phi_k + \varphi_{ki}) + n_r(t) \end{aligned}$$

式中  $h_{ki}, \varphi_{ki}$  为衰落信道对信号幅度和相位的影响， $LT_c$  为最大的多径展宽， $T_c$  为扩频码片的宽度， $T = MT_c$ ， $LT_c < T$ 。

参看附图 2，在接收端的该信道估计器 22 中，由本地产生的两路扩频码将所接收的信号分离成两个通道，再利用两路本地产生的正交载波信号对这两个通道的信号进行解调，其中两个通道通过相同的衰落信道，受到相同的加性高斯白噪声干扰。

在接收端，采用  $2M+1$  组本地产生的两路正交信号对接收信号进行解调。 $M$  的取值为小于或等于调制维数。

本地产生的  $2M+1$  组两路正交信号为：



$$\sum_k C(t-kT-iT_c) \cos(\omega(t-kT)+\beta_m), \sum_k C(t-kT-iT_c) \sin(\omega(t-kT)+\beta_m)$$

其中,  $i$  表示第  $i$  路分集信号,  $i=1,2,\dots,L, m=-M,\dots,-1,0,1,2,\dots,M$  对于 NPSK 信号, 应选  $\beta_m = m\Delta\beta = m2\pi/M$ ,  $\beta_m$  是本地载波的相位, 因此本地用相位间隔均为  $2\pi/M$  的  $2M+1$  个载波进行跟踪。

5 信号经过两路正交解扩解调器 31、33 后的表示式为:

$$r_{1i}(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{k=1} a_k h_{ki} \cos(\phi_k + \Delta\gamma_{ki} + \beta_m) + \tilde{n}'_{1i}(t) \quad i=1,2,\dots,L$$

$$r_{2i}(t) = -\sqrt{2E_0} \sum_{k=1} a_k h_{ki} \sin(\phi_k + \Delta\gamma_{ki} + \beta_m) + \tilde{n}'_{2i}(t)$$

$$\hat{r}_{1i}(t) = \sqrt{2E_0} \sum_{k=1} a_k h_{ki} \cos(\phi_k - \Delta\gamma_{ki} - \beta_m) + \tilde{n}''_{1i}(t) \quad i=1,2,\dots,L$$

$$\hat{r}_{2i}(t) = -\sqrt{2E_0} \sum_{k=1} a_k h_{ki} \sin(\phi_k - \Delta\gamma_{ki} - \beta_m) + \tilde{n}''_{2i}(t)$$

解扩解调后的信号经过幅度相位分离器 32、34 后, 再解出所估计的每一个信号的幅度和相位, 其表示式为:

$$10 \quad \xi_{c1i}(t) = \sum_{k=1} \cos(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{1i}(t) \quad i=1,2,\dots,L \quad (1)$$

$$\xi_{s2i}(t) = \sum_{k=1} \sin(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{2i}(t) \quad (2)$$

$$\zeta_{c1i}(t) = \sum_{k=1} \cos(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) + n'_{1i}(t) \quad i=1,2,\dots,L \quad (3)$$

$$\zeta_{s2i}(t) = \sum_{k=1} \sin(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) + n'_{2i}(t) \quad (4)$$

$$A_{k1}(i) = \sqrt{r_{1i}^2(t) + r_{2i}^2(t)}$$

$$A_{k2}(i) = \sqrt{\hat{r}_{1i}^2(t) + \hat{r}_{2i}^2(t)} \quad i=1,2,\dots,L$$

其中:

$$15 \quad \varphi_{1m} = \phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m$$

$$\varphi_{2m} = \phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m$$

然后, 运算器 36 用来求出平均幅度

$$A(i) = \frac{A_{k1}(i) + A_{k2}(i)}{2}$$

将 (1) \* (3) + (2) \* (4), 可得:

$$\begin{aligned} \cos(2(\Delta\varphi_{ki} + \beta_m)) &= \cos(2(\phi_{ki} + \beta_m)) + n_{1i}(t) \cos(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) \\ &+ n'_{1i}(t) \cos(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{2i}(t) \sin(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) \\ &+ n'_{2i}(t) \sin(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{1i}(t) * n'_{1i}(t) + n_{2i}(t) * n'_{2i}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$i = 1, 2, \dots, L$$

5 将 (2) \* (3) - (1) \* (4), 此时得:

$$\begin{aligned} \sin(2(\Delta\varphi_{ki} + \beta_m)) &= \sin(2(\phi_{ki} + \beta_m)) - n_{1i}(t) \sin(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) \\ &+ n'_{1i}(t) \sin(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{2i}(t) \cos(\phi_k - \Delta\varphi_{ki} - \beta_m) \\ &- n'_{2i}(t) \cos(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_m) + n_{2i}(t) * n'_{1i}(t) - n_{1i}(t) * n'_{2i}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

$$i = 1, 2, \dots, L$$

这里, 我们若记

$$\Delta\theta_{mik} = \Delta\varphi_{ki} + \beta_m \quad (i = 1, 2, \dots, L, m = -M, \dots, -1, 0, 1, \dots, M) \quad (7)$$

10 表示每一个本地载波信号对接收信号估计的剩余相差。为正确的判决, 我们需要选择能够使估计相差的绝对值最小的本地载波去解调, 由于在  $(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2})$  之间, 正弦函数为单调递增函数, 所以只需选择使得 (7) 式的正弦值的绝对值达到最小的本地载波去解调即可, 这项工作由运算器 35 来完成。

15 最后, 运算器 37 将每一径的估计结果采用最大比值进行合并,

$$\begin{aligned} \sum_k \hat{A}_k^2(t) \cos(\hat{\phi}_k) &= \sum_k \sum_{i=1}^L A^2(i) \cos(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_{\min}) \\ \sum_k \hat{A}_k^2(t) \sin(\hat{\phi}_k) &= \sum_k \sum_{i=1}^L A^2(i) \sin(\phi_k + \Delta\varphi_{ki} + \beta_{\min}) \end{aligned}$$

式中  $\beta_{\min}$  是使 (7) 式正弦值的绝对值最小的  $\beta_m$  值。

假设接收信号已经经过了导频信号的初始相位矫正, 则此时  $\Delta\theta_{mik}$  就是导频符号之后的每个数据符号对前一个符号的估计相差。因为此时本

地共有  $2M+1$  个相位来进行跟踪, 所以只要相邻两个符号之间的相位跳变不超过  $M\Delta\beta$ , 此时就不会发生数据错误。因此, 接收的信号经过这种算法改造后, 信号容忍的相位跳变扩大为  $M\Delta\beta$ , 即此时 NPSK 系统的性能已经改善为  $\left\lfloor \frac{N}{M} \right\rfloor$  PSK 的性能, 例如对于 32PSK, 只要  $M=16$ , 即用 33

5 重相位分集, 此时系统的性能就与 BPSK 系统的性能大致相同。

对第  $i$  径接收信号, 本地共有  $2M+1$  路信号对其进行解调, 我们取对接收信号的估计相差  $\Delta\theta_{mik}$  的绝对值最小的本地载波来进行解调, 此时只要最小的  $\Delta\theta_{mik}$  不超过 NPSK 系统的容忍误差  $2\pi/N$ , 此时系统就不会发生误码, 这实际上是一种最大似然接收机。由此可见, 在可能的取值  
10 范围内,  $M$  的取值越大, 系统的精度越高。

参见附图 3 所示, 由本发明另一优选实施例我们来说明, 虽然此时采用的相位分集重数很大, 但是并没有增加接收机的复杂度, 而只是增加了有限的一些判决变量。即采用本发明技术方案在改善系统性能的同时并没有增加系统的复杂度。

15 首先, 将式 (2) 展开,

$$\xi_{s_{m2l}}(t) = \sum_{k=1} \sin(\varphi_k + \Delta\varphi_{kt} + \beta_m) = \sum_{k=1} \sin(\varphi_k + \Delta\varphi_{kt}) \cos(\beta_m) + \cos(\varphi_k + \Delta\varphi_{kt}) \sin(\beta_m) \quad (8)$$

从上面的式子中, 我们会看到估计的相差实际上只是  $\cos(\varphi_k + \Delta\varphi_k)$ ,  $\sin(\varphi_k + \Delta\varphi_k)$  和  $\cos(\beta_m)$ ,  $\sin(\beta_m)$  的组合, 而  $\cos(\beta_m)$ ,  $\sin(\beta_m)$  只是个常数, 因此只要知道了  $\cos(\varphi_k + \Delta\varphi_k)$ ,  $\sin(\varphi_k + \Delta\varphi_k)$ , 我们就可以求出上  
20 式的值。

所以实际上我们只需要用一对零相位的本地正交载波进行解调, 双通道解扩解调器 41、43 和相位分离器 42、44 用来完成这项功能。在判决时运算器 45 是利用 (8) 式将运算器 42、44 的输出结果乘上一些常

数  $\cos(\beta_m)$ ,  $\sin(\beta_m)$ , 并从中选择使 (6) 式的绝对值最小的补偿相位, 运算器 47 用来将运算器 45 计算得到的补偿相位合并到运算器 42 输出的相位上, 从而形成判决所需的相位。在本实施例中, 补偿相位的获得是通过计算, 选择使  $|\sin(\varphi_1 - \varphi_2 + 2\beta_m)|$  值最小的  $\beta_m$ , 记为  $\beta_{\min}$ 。合并是通过

5 运算  $\cos(\varphi_1 + \beta_{\min})$ 、 $\sin(\varphi_1 + \beta_{\min})$  实现的。

显见的, 虽然我们采用了  $2M+1$  重的相位分集, 但是并没有增加接收机的复杂度, 而只是增加了有限的判决变量, 因而没有增加系统的复杂度。

进行了较正确的相位补偿后, 就可以进行判决了, 进行反馈纠相时,

10 仍需要用零相位的载波估计的相位误差进行矫正。

最后, 运算器 48 将每一径的估计结果采用最大比值进行合并。

$$\sum_k \hat{A}_k^2(t) \cos(\hat{\phi}_k) = \sum_k \sum_{i=1}^L A^2(i) \cos(2\hat{\phi}_{ik})$$

$$\sum_k \hat{A}_k^2(t) \sin(\hat{\phi}_k) = \sum_k \sum_{i=1}^L A^2(i) \sin(2\hat{\phi}_{ik})$$

## 权利要求书

- 1、 一种应用于扩频通信技术中的信道估计方法，其特征在于该方法至少包括以下步骤：将发送端输入的数据源由一对互相正交的扩频码组进行扩频，形成双通道传输的两路信号，经合并后发送；在接收端  
5 再利用本地产生的同样的正交扩频码组对将所接收的信号分离成两个通道，并以多重相位分集的方式通过该双通道信号进行多相位匹配的信道估计。
- 2、 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于所述的以多重相位分集的方式通过双通道信号进行多相位匹配信道估计包括以下步骤：
- 10 (1) 对由天线接收、经射频解调后输出的中频接收信号，利用本地产生的所述正交扩频码组对进行解扩，将信号分离成两个通道；
- (2) 用两路本地产生的具有均匀相位间隔的  $2M+1$  组正交载波信号对分离出的两个通道的信号分别进行解调，其中  $M$  的取值范围为小于或等于调制维数；
- 15 (3) 对该解调后的每一个信号分别进行幅度和相位的分离；
- (4) 对该幅度进行求平均运算以确定幅度，对该相位进行运算以选择使估计相差的绝对值最小的相位；
- (5) 利用 (4) 中确定的幅度和相位进行最大比值合并，判决并输出数据。
- 20 3、 根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于：步骤 (2) 中对于 NPSK 调制信号，所述的相位间隔为  $2\pi/M$ 。
- 4、 根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于：步骤 (4) 中所述的相位运算是通过计算  $|\sin(\varphi_{1m} - \varphi_{2m})|$ ，并选择使其值最小的  $\cos \varphi_{1m}$ 、 $\sin \varphi_{1m}$  来确定相位值，其中  $\varphi_{1m}$ 、 $\varphi_{2m}$  分别为双通道信号解调后的每一个

信号分离得到的相位,  $m \in [-M, M]$ 。

5、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于所述的以多重相位分集的方式通过双通道信号进行多相位匹配信道估计包括以下步骤:

(1) 对由天线接收、经射频解调后输出的中频接收信号, 利用本地产生的所述正交扩频码组进行解扩, 将信号分离成两个通道;

(2) 用一对本地产生的零相位正交载波信号对分离出的两个通道的信号分别进行解调;

(3) 对该解调后的双通道信号分别进行幅度和相位的分离;

(4) 对该幅度进行求平均运算以确定幅度; 对该相位分别乘以  $2M + 1$  的具有均匀相位间隔的常数  $\cos(\beta_m)$ 、 $\sin(\beta_m)$ ,  $m \in [-M, M]$ ,  $M$  的取值范围为小于或等于调制维数, 并选择使  $|\sin(\varphi_1 - \varphi_2 + 2\beta_m)|$  值最小的相位为补偿相位, 其中  $\varphi_1$ 、 $\varphi_2$  分别为双通道信号分离得到的相位; 将该补偿相位合并补偿到任一通道输出的相位上, 从而得到判决所需的相位;

(5) 利用 (4) 中确定的幅度和相位进行最大比值合并, 判决并输出数据。

6、根据权利要求 5 所述的方法, 其特征在于: 步骤 (4) 中对于 NPSK 调制信号, 所述的相位间隔为  $2\pi/M$ 。

7、根据权利要求 5 所述的方法, 其特征在于: 步骤 (5) 中当将所述补偿相位合并补偿到第一通道输出的相位  $\varphi_1$  上时, 是通过运算  $\cos(\varphi_1 + \beta_{\min})$ 、 $\sin(\varphi_1 + \beta_{\min})$  实现的, 其中  $\beta_{\min}$  为补偿相位。

8、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 对所述输入数据源进行扩频可以是基带调制, 即先扩频再调制。

9、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于: 对所述输入数据源进行扩频可以是中频调制, 即先调制再扩频。

10、 根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于：所述的合并可以是  
5 是将双通道传输的两路信号送入一加法器，加法器的输出再经射频调制  
由天线发送出去。

11、 一种实现权利要求 1 所述方法的信号发送接收系统，包括信  
5 号的发送端和接收端，其中发送端包括信号输入部分、扩频调制部分、  
射频调制部分及天线，接收端包括天线、射频解调部分、信道估计部分  
及判决并输出数据部分，其特征在于：

发送端的扩频调制部分为一双通道扩频调制解调器，其将信号输入  
部分输出的数据源由一对互相正交的扩频码组进行扩频以形成两路传  
10 输的信号；该两路信号均送入一信号合并装置，经合并后送入天线发送；

接收端的信道估计部分为一多相位匹配信道估计器，其将由天线接  
收、经射频解调后输出的中频接收信号，再利用同样的正交扩频码组分  
离成两个信号通道，并通过该双通道信号进行多相位匹配的信道估计。

12、 根据权利要求 11 所述的系统，其特征在于：

15 所述的多相位匹配信道估计器包括双通道解扩解调装置、双通道幅  
度相位分离装置、运算装置及合并装置；其中由天线接收、经射频解调、  
本地中频解调输出的信号，经双通道解扩解调装置进行信道分离与解扩  
解调；经双通道幅度相位分离装置对双通道信号分别进行幅度和相位的  
分离；经运算装置确定幅度，并以多重相位分集的方式确定相位；在合  
20 并装置根据确定的幅度和相位进行最大比值合并。

13、 根据权利要求 11 所述的系统，其特征在于：所述的信号合并  
装置为一加法器。

1/3

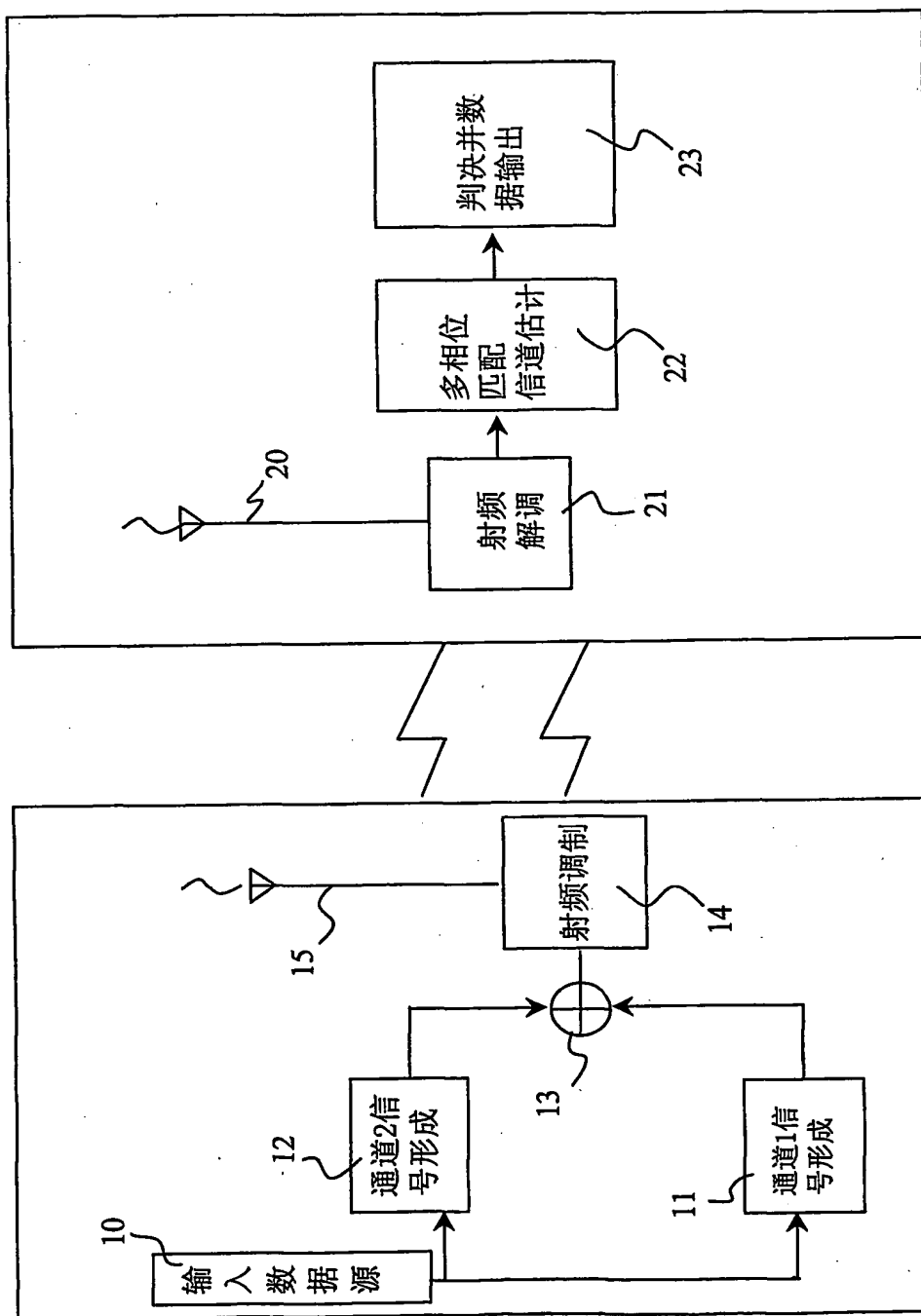


图 1



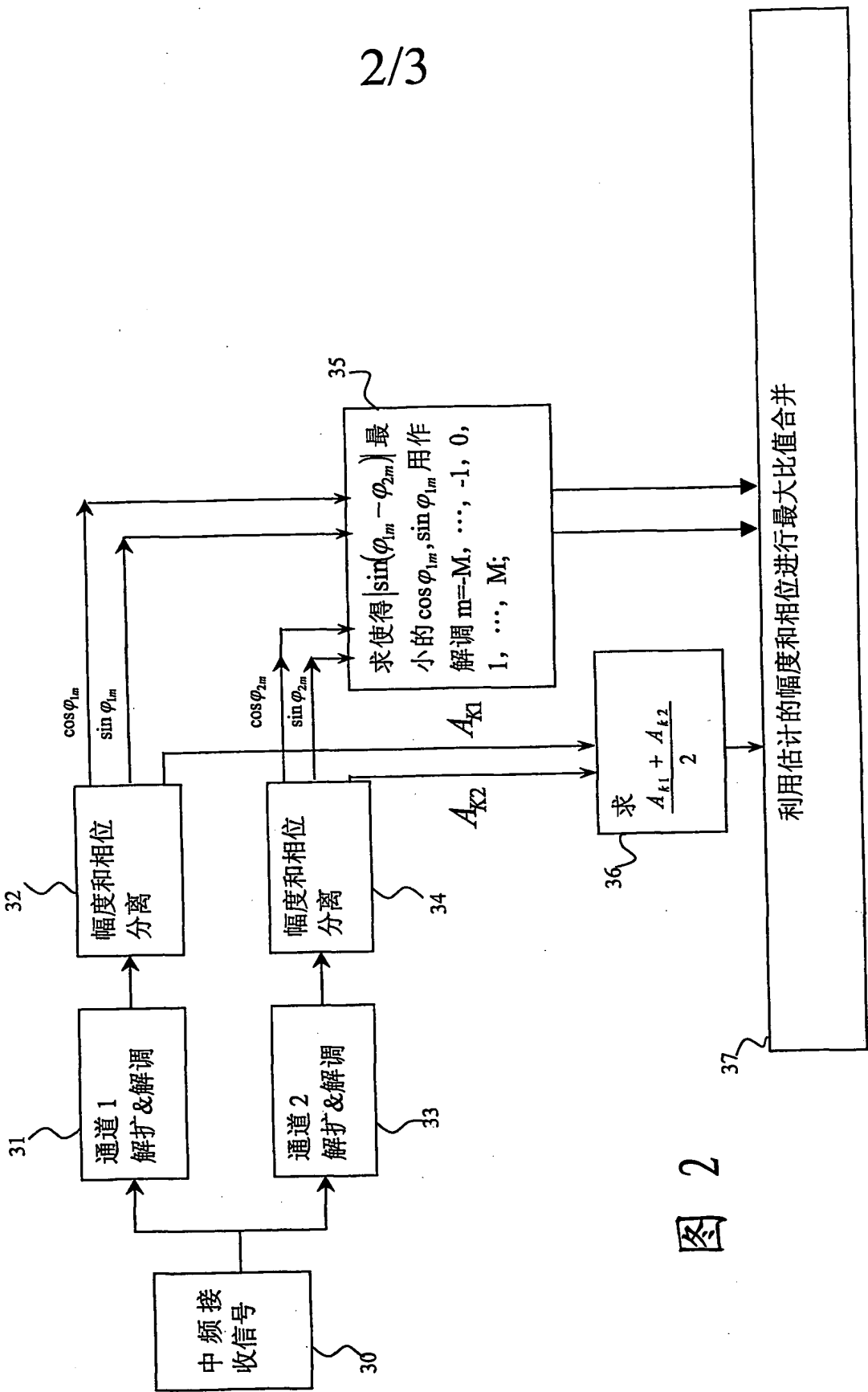


图 2

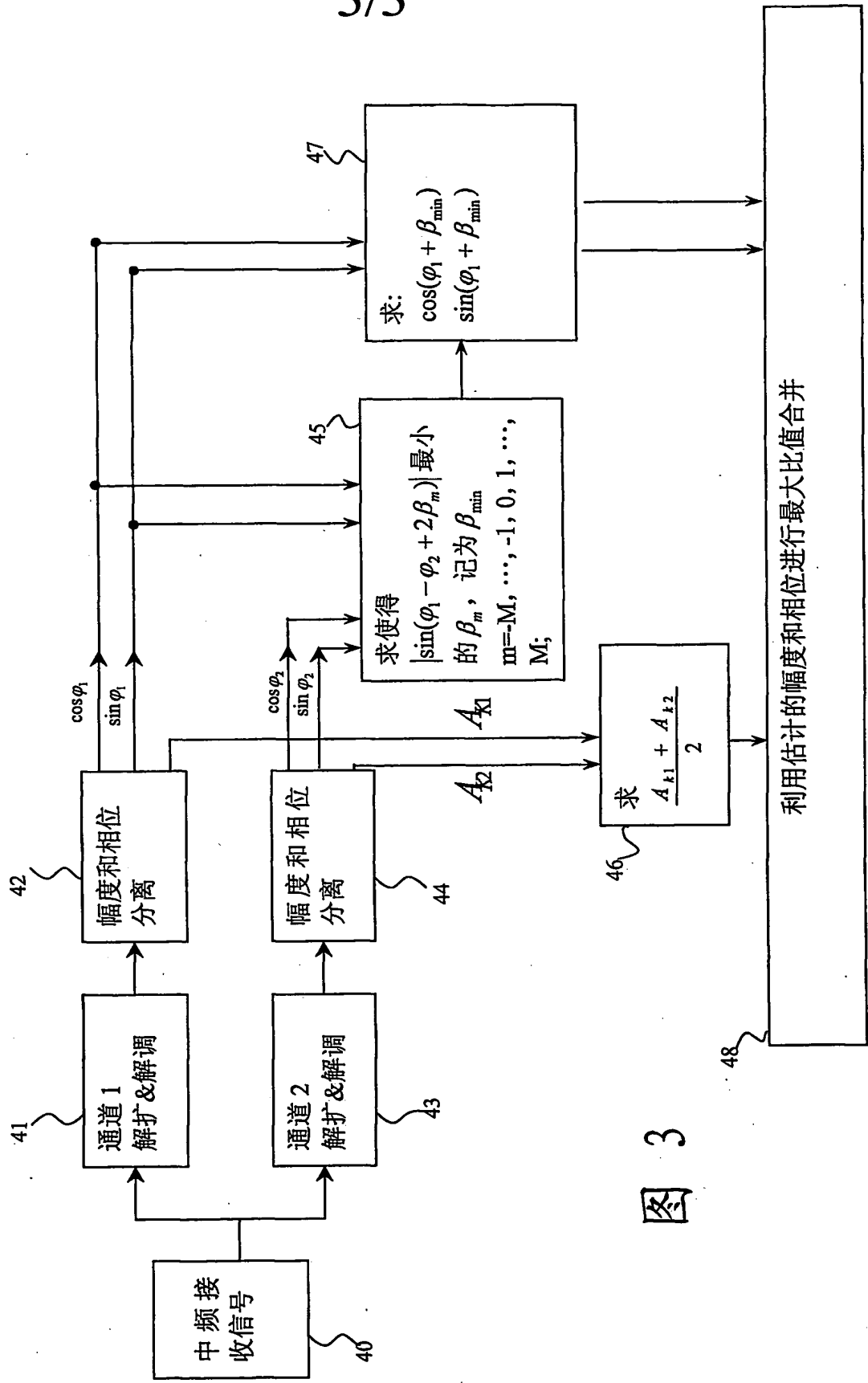


图 3

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/CN00/00262

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC7 H04B1/707

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC7 H04B1/707, 1/69

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

CNPAT

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN1250566A (ERICSSON LTD) 12.APR2000 (12.04.00) THE WHOLE DOCUMENT	1-13
A	US5905946A(NOKIA MOBILE PHONES LTD)18.MAY1999(18.05.99) THE WHOLE DOCUMENT	1-13

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
06.NOV2000

Date of mailing of the international search report  
12 APR 2001 (12.04.01)

Name and mailing address of the ISA/CN  
6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District,  
100088 Beijing, China  
Facsimile No. 86-10-62019451

Authorized officer  
CUL Aiping  
Telephone No. 8610-62093193

平崔  
印艾

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information patent family members

Search request No.

PCT/CN00/00262

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
CN1250566A	12.04.00	WO98/32268	23.07.98
US5905964A	18.05.99	EP0711044A	08.05.96
		FI9405199A	04.05.96
		FI9718013A	15.07.96
		JP8237190A	13.09.96

# 国际检索报告

国际申请号

PCT/CN00/00262

## A. 主题的分类

IPC7

H04B1/707

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

## B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类体系和分类号)

IPC7 H04B1/707, 1/69

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

CNPAT

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称和, 如果实际可行的, 使用的检索词)

## C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求编号
A	CN1250566A (艾利森公司) 12.4 月 2000 ( 12.04.00 ) 全文	1-13
A	US5905946A(诺基亚移动电话有限公司) 18.5 月 1999 ( 18.05.99 ) 全文	1-13

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。

☒ 见同族专利附件。

\* 引用文件的专用类型:

“A” 明确叙述了被认为不是特别相关的一般现有技术的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先的申请或专利

“L” 可能引起对优先权要求的怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布的在后文件, 它与申请不相抵触, 但是引用它是为了理解构成发明基础的理论或原理

“X” 特别相关的文件, 仅仅考虑该文件, 权利要求所记载的发明就不能认为是新颖的或不能认为是有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 权利要求记载的发明不具有创造性

“&” 同族专利成员的文件

国际检索实际完成的日期

2000.11 月 6 日

国际检索报告邮寄日期

12.4月2001(12.04.00)

国际检索单位名称和邮寄地址

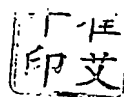
ISA/CN

中国北京市海淀区西土城路 6 号(100088)

传真号: 86-10-62019451

授权官员

崔艾平



电话号码: 86-10-62093193

国际检索报告  
关于同族专利成员的情报

国际申请号  
PCT/CN00/00262

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利成员	公布日期
CN1250566A	12.04.00	WO98/32268	23.07.98
US5905964A	18.05.99	EP0711044A	08.05.96
		FI9405199A	04.05.96
		FI9718013A	15.07.96
		JP8237190A	13.09.96